

IFW



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as first class mail in an envelope addressed to:
Commissioner for Patents, P.O. Box 1450,
Alexandria, VA 22313-1450 on January 20, 2006
(Date of Deposit)

Harold C. Moore
Name of person mailing Document or Fee

[Signature]
Signature

January 20, 2006
Date of Signature

Re:	Application of:	Bernacchia et al.
	Serial No.:	10/804,860
	Filed:	March 19, 2004
	For:	Voltage Regulator with Adjustable Output Impedance
	Group Art Unit:	2838
	Confirmation No.:	7419
	Examiner:	Adolf D. Berhane
	Our Docket No.:	1890-0071

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

Please find for filing in connection with the above patent application a certified copy of the priority document, Certified Copy of German Application Number 103 12 221.4.

Please charge any fee deficiency or credit any overpayment to Deposit Account
No. 13-0014.

Respectfully submitted,

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'H. C. Moore', with a stylized flourish at the end.

January 20, 2006

Harold C. Moore
Registration No. 37,892
Maginot, Moore & Beck
Chase Tower
111 Monument Circle, Suite 3250
Indianapolis, IN 46204-5115

Enclosures

**CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT**



**Prioritätsbescheinigung über die Einreichung
einer Patentanmeldung**

Aktenzeichen: 103 12 221.4

Anmeldetag: 19. März 2003

Anmelder/Inhaber: Infineon Technologies AG, 81669 München/DE

Bezeichnung: Spannungsregler mit einstellbarer Ausgangs-
impedanz

IPC: H 02 M 3/158

**Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ur-
sprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.**

München, den 15. März 2004
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Stenschus

Beschreibung

Spannungsregler mit einstellbarer Ausgangsimpedanz

5 Die vorliegende Erfindung betrifft einen Spannungsregler gemäß den Merkmalen des Oberbegriffs des Anspruchs 1 mit einer Ausgangsklemme zum Bereitstellen einer Ausgangsspannung und Anschließen einer Last, einem an die Ausgangsklemme angeschlossenen Ausgangskondensator mit einem äquivalenten seriellen Widerstand, sowie mit einer getakteten Wandlereinheit, der eine Versorgungsspannung zugeführt ist, die einen an die Ausgangsklemme gekoppelten Ausgang aufweist und der ein von der Ausgangsspannung abhängiges Rückkopplungssignal und ein Referenzsignal zur Bildung eines Differenzsignals zugeführt ist.

Ein derartiger Spannungsregler ist beispielsweise in der US 6,229,292 B1 oder der US 6,069,471 beschrieben.

20 Die Wandlereinheit stellt bei derartigen Spannungsreglern einen Ausgangsstrom zur Verfügung, der über der Parallelschaltung aus dem Ausgangskondensator und der Last einen Spannungsabfall hervorruft, der der Ausgangsspannung entspricht. Über den Rückkopplungszweig werden lastbedingte Schwankungen der Ausgangsspannung in bekannter Weise nachgeregelt, indem bei einem Absinken der Ausgangsspannung die Leistungsaufnahme des Reglers erhöht wird und der mittlere Ausgangsstrom erhöht wird und indem bei einem Ansteigen der Ausgangsspannung die Leistungsaufnahme des Reglers verringert wird und der mittlere Ausgangsstrom verringert wird. Der Ausgangskondensator dient bei dem gattungsgemäßen Spannungsregler als Puffer zur Reduktion von Schwankungen der Ausgangsspannung bei Lastwechseln der an die Ausgangsklemme angeschlossenen Last und insbesondere bei Wandlereinheiten mit einem Schaltwandler zur Glättung des Ausgangsstromes.

Da die Wandlereinheit nur zeitverzögert auf Lastwechsel reagieren kann, führen abrupte Lastwechsel zu kurzfristigen Schwankungen der Ausgangsspannung, wie anhand der Figuren 1 und 2 dargestellt ist. In Figur 1 bezeichnet AK die Ausgangsklemme einer beliebig ausgestalteten Wandlereinheit, die einen Ausgangsstrom I_{out} für eine Parallelschaltung eines Pufferkondensators 20 und einer Last bereitstellt, wobei dieser Ausgangsstrom I_{out} einen Spannungsabfall V_{out} über der Parallelschaltung hervorruft. In Figur 1 ist das elektrische Ersatzschaltbild des Ausgangskondensators 20 gezeigt, das einen kapazitiven Anteil, der durch den Kondensator C repräsentiert ist, und einen in Reihe zu dem kapazitiven Anteil C geschalteten ohmschen Anteil ESR umfasst. Der ohmsche Anteil ESR berücksichtigt dabei unvermeidliche Leitungsverluste eines realen Kondensators.

Es sei nun der in Figur dargestellte Fall betrachtet, bei dem im Leerlauffall eine Ausgangsspannung V_{out} mit einem Nominalwert V_{out_nom} eingestellt ist, zu deren Aufrechterhaltung kein oder nur ein sehr geringer Strom erforderlich ist. Steigt zu einem Zeitpunkt t_0 die Stromaufnahme I der Last wegen eines Lastwechsels rapide an, so kann dieser Strombedarf zunächst nur durch den Ausgangskondensator 20 gedeckt werden, wobei der dem Kondensator 20 entnommene Strom, der zunächst dem nun aufgenommenen Laststrom entspricht an dessen äquivalentem Widerstand einen Spannungsabfall ΔU hervorruft, der sich aus dem Produkt des Widerstandswertes ESR und der Stromänderung ΔI ergibt (im vorliegenden Fall $\Delta I = I_{max}$). Die Ausgangsspannung V_{out} sinkt dadurch um den Wert ΔU ab. Die Leistungsaufnahme der Wandlereinheit wird daraufhin nachgeregelt bis der Ausgangsstrom I_{out} an die geänderten Lastverhältnisse angepasst ist und am Ausgang wieder die Nominalspannung V_{out_nom} anliegt. Sinkt zu einem Zeitpunkt t_1 die Stromaufnahme der Last wegen Leerlaufs von dem Wert I_{max} auf Null ab, so ist kurzfristig nur der Ausgangskondensator 20 in der Lage den an die bis dahin herrschenden Lastverhältnisse angepassten Ausgangsstrom aufzunehmen, was zu einer um den

Spannungsabfall $\Delta U = \Delta I \cdot ESR = I_{\max} \cdot ESR$ erhöhten Ausgangsspannung führt. Der Ausgangsstrom wird daraufhin nachgeregelt bis der Ausgangsstrom I_{out} Null beträgt.

- 5 Zusammenfassend können bei einer maximalen Stromaufnahme der Last von I_{\max} damit Schwankungen der Ausgangsspannung V_{out} von $\Delta V_{\text{out}} = 2 \cdot I_{\max} \cdot ESR$ auftreten.

10 Zur Reduzierung der Schwankungen der Ausgangsspannung ist es aus Ron Lenk: "Understanding Droop and Programmable Active Droop", Application Bulletin AB-24, Fairchild Semiconductor, Figur 3, bekannt, dem Ausgang des Wandlers einen Widerstand nachzuschalten, über dem der Ausgangsstrom ebenfalls einen Spannungsabfall hervorruft und der bei einer Änderung der
15 Stromaufnahme der Last einen Teil der daraus resultierenden Spannungsschwankungen übernimmt, so dass die tatsächliche Ausgangsspannung dem Nominalwert der Ausgangsspannung minus dem Spannungsabfall über dem Widerstand entspricht.

- 20 In den oben genannten Veröffentlichungen US 6,229,292 B1 und US 6,069,471 ist zur Reduktion solcher Spannungsschwankungen der Ausgangsspannung vorgesehen, einen Referenzwert V_{ref1} , abhängig von dem die Ausgangsspannung bzw. der Ausgangsstrom eingestellt wird, gemäß

25
$$V_{\text{ref1}} = V_{\text{ref}} - I \cdot ESR \quad (1)$$

zu reduzieren, wobei V_{ref} ein konstanter Referenzwert, I der Laststrom und ESR der äquivalente Widerstand ist. Bei einem
30 großen Strombedarf der Last, der bei einem Lastwechsel eine entsprechend große Spannungsänderung an dem äquivalenten Widerstand hervorrufen würde, wird dabei der Referenzwert V_{ref1} reduziert, um die Ausgangsspannung und den Ausgangsstrom entsprechend zu reduzieren und dadurch bei einem Lastwechsel die
35 Schwankungsbreite der Ausgangsspannung zu reduzieren.

Ziel der vorliegenden Erfindung ist es, einen Spannungsregler mit einem an eine Ausgangsklemme angeschlossenen Ausgangskondensator mit äquivalentem Widerstand zur Verfügung zu stellen, bei dem ein Schwankungsbereich der Ausgangsspannung bei Lastwechseln einer an den Spannungsregler angeschlossenen Last reduziert ist.

Dieses Ziel wird durch einen Spannungsregler gemäß der Merkmale des Anspruchs 1 erreicht. Vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind Gegenstand der Unteransprüche.

Der erfindungsgemäße Spannungsregler umfasst eine Ausgangsklemme zum Bereitstellen einer Ausgangsspannung und Anschließen einer Last, einen an die Ausgangsklemme angeschlossenen Ausgangskondensator mit einem äquivalenten seriellen Widerstand und eine Wandlereinheit. Die Wandlereinheit umfasst Versorgungsspannungsklemmen zum Anlegen einer Versorgungsspannung, einen an die Ausgangsklemme des Spannungsreglers gekoppelten Ausgang und einen Rückkopplungssignaleingang zum Zuführen eines von der Ausgangsspannung abhängigen Rückkopplungssignal, einen Eingang zum Zuführen eines Referenzsignals sowie eine Vergleichereinheit, die ein Differenzsignal bereitstellt, das von der Differenz zwischen dem Referenzsignal und dem Rückkopplungssignal abhängig ist. Die Wandlereinheit ist dazu ausgebildet, einen Ausgangsstrom bereitzustellen, dessen Mittelwert proportional ist zu dem Differenzsignal, wobei der Proportionalitätsfaktor zwischen diesem Differenzsignal und dem Ausgangsstrom mittels eines Steuersignals an einem Steuereingang der Wandlereinheit derart eingestellt ist, dass dieser Proportionalitätsfaktor wenigstens annäherungsweise proportional zu dem Kehrwert des äquivalenten seriellen Widerstandes ist und vorzugsweise diesem Kehrwert entspricht.

Ein Spannungsregler mit einer derart ausgestalteten Wandlereinheit besitzt ein Übertragungsverhalten, bei dem die am Ausgang eingestellte Versorgungsspannung für die Last mit zu-

nehmenden Laststrom kleiner wird, um Schwankungen der Ausgangsspannung, die bei plötzlichen Lastwechseln aus dem Spannungsabfall über dem äquivalenten seriellen Widerstand resultieren, insgesamt zu reduzieren.

5

Der Proportionalitätsfaktor zwischen der Differenz aus Referenzsignal und Rückkopplungssignal und dem Ausgangsstrom entspricht der Transkonduktanz des Spannungsreglers. Die Einstellung dieser Transkonduktanz mittels eines externen Steuersignals über den Verstärkungsfaktor der Vergleichereinheit ermöglicht eine flexible Anpassung des Spannungsreglers an den äquivalenten seriellen Widerstand des gerade angeschlossenen Ausgangskondensator.

10

15 Die Wandlereinheit umfasst weiterhin einen Schaltwandler, der ein induktives Bauelement, beispielsweise eine Spule, und eine Schalteinheit aufweist, wobei die Schalteinheit zum getakteten Anschließen des induktiven Bauelements an die Versorgungsspannung nach Maßgabe eines pulsweitenmodulierten Signals dient. Zur Bereitstellung dieses pulsweitenmodulierten Signals ist ein Pulsweitenmodulator vorhanden, der das pulsweitenmodulierte Signal nach Maßgabe eines von dem Differenzsignal abhängigen Regelsignals bereitstellt. Dieses dem Pulsweitenmodulator zugeführte Regelsignal ist vorzugsweise von dem Differenzsignal und von einem von dem Ausgangsstrom der Wandlereinheit abhängigen Signal abhängig, wobei dieser Ausgangsstrom dem Strom durch die Induktivität entspricht.

20

25

Der Pulsweitenmodulator umfasst vorzugsweise einen Vergleicherschaltthysterese, dem das Regelsignal zugeführt ist und der abhängig von einem Vergleich des Regelsignals mit einem ersten und zweiten Schwellenwert das pulsweitenmodulierte Signal bereitstellt.

30

35

Die vorliegende Erfindung wird nachfolgend in Ausführungsbeispielen anhand von Figuren näher erläutert. In den Figuren zeigt

5

Figur 1 eine Parallelschaltung einer Last und eines Kondensators mit äquivalentem seriellen Widerstand, die mittels einen Ausgangsstromes versorgt wird,

10

Figur 2 eine schematische Darstellung der Ausgangsspannung (V_{out}) und des Ausgangsstromes (I_{out}) bei maximalen Schwankungen der Stromaufnahme der Last bei einer Last unabhängig geregelten Ausgangsspannung,

15

Figur 3 ein Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Spannungsreglers,

Figur 4 zeitliche Verläufe der Ausgangsspannung und des Laststromes bei dem Spannungsregler gemäß Figur 3,

20

Figur 5 einen Spannungsregler mit einer im Detail dargestellten Wandlereinheit, die einen Schaltwandler umfasst,

25

Figur 6 beispielhafte zeitliche Verläufe ausgewählter in Figur 5 eingezeichneter Signale.

30

In den Figuren bezeichnen, sofern nicht anders angegeben gleiche Bezugszeichen gleiche Teile, Signale und Komponenten mit gleicher Bedeutung.

35

Figur 3 zeigt einen Spannungsregler, der eine Ausgangsklemme AK zum Anschließen einer Last und zum Bereitstellen einer Ausgangsspannung V_{out} bzw. eines Ausgangsstromes I_{out} für die Last aufweist. Die Last ist in dem Beispiel zwischen die Ausgangsklemme AK und ein Bezugspotential GND geschaltet. Parallel zu der Last ist ein Ausgangskondensator 20 geschaltet,

der einen durch einen Kondensator C dargestellten kapazitiven Anteil und einen in Reihe geschalteten durch einen Widerstand ESR dargestellten ohmschen Anteil umfasst, der auch als äquivalenter serieller Widerstand des Ausgangskondensators 20 bezeichnet wird. "ESR" wird im Folgenden sowohl als Bezugszeichen für den Widerstand als auch als Maß für dessen Widerstandswert verändert.

Der Spannungsregler umfasst eine Wandlereinheit 10 mit Versorgungsspannungsklemmen zum Anlegen einer Versorgungsspannung Vcc, einem an die Ausgangsklemme AK gekoppelten Ausgang, an dem der Ausgangsstrom Iout zur Verfügung steht, sowie einem Rückkopplungssignaleingang K2 zur Rückkopplung eines von der Ausgangsspannung Vout abhängigen Signals Vfb das in dem Beispiel gemäß Figur 1 der Ausgangsspannung Vout entspricht. Außerdem umfasst die Wandlereinheit 10 einen Referenzspannungseingang, an dem ein durch eine Referenzspannungsquelle bereitgestelltes Referenzspannungssignal Vref anliegt.

Die Spannungswandlereinheit 10 ist dazu ausgebildet, einen Ausgangsstrom Iout zur Verfügung zu stellen, der von der Differenz zwischen dem Referenzspannungssignal Vref und dem Rückkopplungssignal Vout abhängig ist, wobei gilt:

$$I_{out} = (V_{ref} - V_{out}) \cdot G_m \quad (2),$$

wobei G_m die Transkonduktanz der Wandlereinheit 10 ist, die durch ein an einem Steuereingang K3 anliegendes Steuersignal CTRL eingestellt ist. Für diese über das Steuersignal CTRL eingestellte Transkonduktanz gilt dabei wenigstens annäherungsweise $G_m = 1/ESR$.

Die Auswirkungen einer solchen an den Wert des äquivalenten seriellen Widerstandes ESR angepassten Transkonduktanz G_m werden nachfolgend anhand von Figur 4 erläutert, wobei Figur 4a den zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung Vout und Figur 4b den zeitlichen Verlauf des Ausgangsstromes Iout unter der

Bedingung darstellt, dass der Ausgangsstrom I_{out} abhängig von der Ausgangsspannung V_{out} gemäß (2) erzeugt wird. Zudem ist zu Zwecken der Erläuterung in Figur 4 angenommen, dass Regelschwankungen, die aus Schwankungen des Laststromes entstehen, vernachlässigt sind.

Zunächst sei angenommen, dass die Stromaufnahme I der Last gemäß Figur 3 Null ist. In diesem Fall stellt sich als Ausgangsspannung V_{out} der Nominalwert V_{out_nom} ein, der in dem Beispiel der Referenzspannung V_{ref} entspricht. Steigt zu einem Zeitpunkt t_0 die Stromaufnahme abrupt auf einen Wert I_{max} an, der der maximal zulässigen Stromaufnahme der Last entspricht, so sinkt die Ausgangsspannung V_{out} wegen des Spannungsabfalls über dem äquivalenten seriellen Widerstand ESR auf einen Wert V_{out_min} ab, für den gilt:

$$V_{out_min} = V_{ref} - I_{max} \cdot ESR \quad (3),$$

Wegen der Regelung gemäß Gleichung (2) mit $G_m = 1/ESR$ wird die Ausgangsspannung bei einem Strom I_{max} auf den Wert V_{out_min} gemäß (3) eingeregelt, so dass die Ausgangsspannung bei einer hohen Stromaufnahme I_{max} der Last auf dem Wert V_{out_min} verbleibt. Der Einfachheit halber sind die durch die Regelung bedingten Verzögerungen in Figur 4 nicht dargestellt.

Sinkt die Stromaufnahme zum Zeitpunkt t_1 abrupt auf Null ab, so steigt die Ausgangsspannung V_{out} sofort wegen des an dem äquivalenten seriellen Widerstand ESR anfallenden Spannung um den Wert $\Delta U = I_{max} \cdot ESR$ auf den Wert V_{ref} an und wird nachfolgend gemäß (1) wegen der Stromaufnahme Null der Last auf diesen Wert eingeregelt.

Unter Berücksichtigung der beiden Extremfälle, maximale Stromaufnahme I_{max} der Last und Stromaufnahme Null der Last, und unter der zur Erläuterung getroffenen vereinfachenden Annahme, dass Übergänge zwischen diesen Lastsituationen abrupt

erfolgen können, ergibt sich wie anhand von Figur 4 erläutert wurde eine Ausgangsspannung V_{out} , die zwischen $V_{ref} - I_{max} \cdot ESR$ und V_{ref} schwankt, und somit einen Ausgangsspannungshub von lediglich $\Delta V_{out} = I_{max} \cdot ESR$ aufweist.

5

Der Steueranschluss K3 zur Einstellung der Transkonduktanz G_m über das Steuersignal CTRL ermöglicht eine flexible Anpassung der Wandlereinheit 10 an Ausgangskondensatoren 20 mit unterschiedlichen äquivalenten seriellen Widerständen ESR mit dem Ziel, die Transkonduktanz G_m stets auf den Kehrwert des äquivalenten seriellen Widerstandes ESR einzustellen, um einen maximalen Spannungshub der Ausgangsspannung V_{out} von $\Delta V_{out} = I_{max} \cdot ESR$ zu erhalten.

10

15 Figur 5 zeigt ein Ausführungsbeispiel einer Wandlereinheit 10 mit einem Steuereingang K3 zur Einstellung der Transkonduktanz der Wandlereinheit 10.

20

Der Wandler 10 nach Figur 5 ist als Tiefsetzsteller (Buck Converter) ausgebildet, dessen grundsätzliche Schaltungstopologie bekannt ist. Der Wandler 10 umfasst eine zwischen eine Klemme für Versorgungspotential V_{cc} und die Ausgangsklemme AK geschaltete Reihenschaltung eines getaktet angesteuerten ersten Schalters T1 und einer Spule L und ein Freilaufelement, das zwischen einen dem ersten Schalter T1 und der Spule gemeinsamen Knoten N und Bezugspotential GND geschaltet ist. Die Spule L nimmt in bekannter Weise bei geschlossenem ersten Schalter T1 Energie auf und gibt diese bei anschließend geöffnetem ersten Schalter T1 an die Last ab. Bei geöffnetem ersten Schalter T1 ermöglicht das Freilaufelement T2 ein Abkommutieren der Spule L.

25

30

Der erste Schalter T1 und das Freilaufelement sind jeweils als MOSFET ausgebildet, die komplementär zueinander nach Maßgabe eines pulswidenmodulierten Signals PS angesteuert sind. Beide MOSFET T1, T2 weisen Freilaufdioden auf, so dass der zweite MOSFET T2 sofort als Freilaufelement für den Spulen-

35

strom dient, wenn der erste MOSFET sperrt, noch bevor der zweite MOSFET T2 vollständig leitend angesteuert wird, um im Weiteren die durch den Freilaufstrom entstehenden Verluste zu reduzieren.

5

Der Wandler umfasst weiterhin einen Rückkopplungszweig mit einem Spannungsteiler R1, R2, der zwischen die Ausgangsklemme AK und Bezugspotential GND geschaltet ist und der ein Rückkopplungssignal Vfb bereitstellt, das zu der Ausgangsspannung Vout wie folgt in Beziehung steht:

10

$$Vfb = R2/(R1+R2) \cdot Vout = Vout/Afb \quad (4)$$

15

wobei $1/Afb$ das Teilverhältnis des Spannungsteilers Z1, Z2 bezeichnet, der aus ohmschen Widerständen oder beliebigen anderen passiven Bauelementen aufgebaut sein kann. Dieses Rückkopplungssignal Vfb wird mittels eines Differenzverstärkers TA3, dessen invertierendem Eingang das Rückkopplungssignal Vfb und dessen nicht-invertierendem Eingang ein Referenzsignal Vref zugeführt ist, mit dem Referenzsignal Vref verglichen. Der Differenzverstärker TA3 ist in dem Beispiel als Transkonduktanzverstärker (OTA) ausgebildet, der einen Ausgangsstrom Iea bereitstellt, für den gilt:

20

25

$$Iea = Gmea \cdot (Vref - Vfb) \quad (5),$$

30

wobei Gmea die Verstärkung bzw. Transkonduktanz des Verstärkers TA3 ist, die mittels eines Steuersignals CTRL an einem Steuereingang des Verstärkers TA3 einstellbar ist. Dieses Steuersignal CTRL, auf das im Folgenden noch eingegangen werden wird, ist ein durch eine Stromquelle Iq bereitgestelltes Stromsignal und dient zur Einstellung des Gesamtübertragungsverhaltens des Wandlers 10 derart, dass die Beziehung (1) erfüllt ist. Das Steuersignal CTRL wird in dem Ausführungsbeispiel beispielhaft durch eine Stromquelle Iq erzeugt, kann jedoch auch durch eine beliebige weitere Steuersignalerzeugungsschaltung erzeugt werden.

35

Zur Bereitstellung von Ansteuersignalen PS und PS/ für den als High-Side-Schalter dienenden ersten MOSFET T1 und den als Low-Side-Schalter dienenden zweiten MOSFET T2 ist ein Pulsweitenmodulator PWM vorhanden. Der Pulsweitenmodulator PWM stellt nach Maßgabe eines Regelsignals Isum ein pulsweitenmoduliertes Signal PS zur Verfügung, das über eine erste Treiberschaltung DRV1 den Gate-Anschluss des ersten MOSFET T1 ansteuert. Die Ansteuerung des zweiten MOSFET T2 erfolgt komplementär zu dem ersten MOSFET T1. Hierzu wird das pulsweitenmodulierte Signal PS mittels des Inverters INV zur Erzeugung eines pulsweitenmodulierten Signals PS/ invertiert, wobei diese invertierte Signal PS/ über eine zweite Treiberschaltung DRV2 das Gate des zweiten MOSFET T2 ansteuert. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wird im Folgenden davon ausgegangen, dass die MOSFET T1, T2 jeweils leiten, wenn das zugehörige Ansteuersignal PS, PSI einen High-Pegel bzw. einen oberen Ansteuerpegel aufweist, und dass die MOSFET T1, T2 bei einem Low-Pegel sperren.

20

Die Treiberschaltungen dienen dazu, die Pegel der pulsweitenmodulierten Signale auf geeignete Pegel zur Ansteuerung der MOSFET T1, T2 umzusetzen.

25

In Reihe zu dem ersten MOSFET T1 ist ein erster Stromfühlwiderstand Rs1 geschaltet, wobei ein durch einen Stromfluss bei leitendem ersten MOSFET T1 hervorgerufener Spannungsabfall über diesem ersten Stromfühlwiderstand Rs1 durch einen ersten Messverstärker TA1 erfasst wird. Der Messverstärker TA1 ist als Transkonduktanzverstärker ausgebildet, der einen Strom I1 als Messsignal bereitstellt, wobei dieser Strom I1 proportional zu einem Strom durch den ersten MOSFET T1 ist.

30

Entsprechend ist in Reihe zu dem zweiten MOSFET T2 ein zweiter Stromfühlwiderstand Rs2 geschaltet, wobei ein bei leitendem zweiten MOSFET T2 hervorgerufener Spannungsabfall über diesem zweiten Stromfühlwiderstand RS2 durch einen zweiten

35

Messverstärker TA2 erfasst wird. Der zweite Messverstärker TA2 ist entsprechend dem ersten Messverstärker als Transkonduktanzverstärker ausgebildet, der einen Strom I2 als Messsignal bereitstellt, wobei dieser Strom I2 proportional zu
 5 einem Strom durch den zweiten MOSFET T2 ist.

Die beiden Stromföhlwiderstände Rs1, Rs2 besitzen vorzugsweise denselben Widerstandswert Rs und die beiden Messverstärker TA1, TA2 besitzen vorzugsweise eine identische Verstärkung
 10 bzw. Transkonduktanz Gcs, woraus eine identische Gesamtverstärkung der beiden Anordnungen mit je einem Stromföhlwiderstand Rs1, Rs2 und einem Messverstärker resultiert, die im Folgenden mit Ai bezeichnet ist und für die gilt:

$$15 \quad A_i = G_{cs} \cdot R_s \quad (6).$$

Die beiden Messströme I1 und I2 der Messverstärker TA1, TA2 sind einem Addierer AD1 zugeführt, der einen Messstrom I12 bereitstellt, für den gilt:

$$20 \quad I_{12} = I_1 + I_2 \quad (7).$$

Da nur jeweils einer der beiden MOSFET T1, T2 zum selben Zeitpunkt leitet, ist nur jeweils einer der Messströme I1, I2 ungleich Null, während der andere gleich Null ist. Weiterhin kann der Strom durch den jeweils leitenden MOSFET T1 oder T2 nur über die Spule L fließen, da der jeweils andere MOSFET dann sperrt. Der Spulenstrom IL ist damit proportional zu dem aus den Messströmen I1 und I2 gebildeten Messstrom, wobei
 30 gilt:

$$I_L = I_{12} / A_i = (I_1 + I_2) / A_i \quad (8),$$

wobei Ai der bereits oben erläuterte Verstärkungsfaktor der Strommessanordnungen ist. Neben dieser erläuterten Möglichkeit zur Messung des Spulenstromes IL mittels der in Reihe zu den Halbleiterschaltern T1, T2 geschalteten Widerständen Rs1,
 35

Rs2 sind selbstverständlich beliebige weitere Strommessanordnungen einsetzbar, die ein von dem Spulenstrom IL abhängiges Messsignal bereitstellen.

- 5 Das dem Pulsweitenmodulator PWM zugeführte Regelsignal Isum ist mittels eines Subtrahierers SUB aus dem Ausgangssignal Iea des im Rückkopplungszweig liegenden Verstärkers TA3 und dem zu dem Spulenstrom IL proportionalen Strommesssignal I12 gebildet, wobei für das Regelsignal gilt:

10

$$I_{sum} = I_{ea} - I_{12} = I_{ea} - A_i \cdot I_L \quad (9).$$

- Der Pulsweitenmodulator PWM umfasst eine Vergleichereinheit mit einer Schalthysterese, wie anhand der Funktionsweise des Pulsweitenmodulators in Figur 6 erläutert ist. Die Figuren 6a-c zeigen dabei den zeitlichen Verlauf des Regelsignals Isum und die zeitlichen Verläufe des pulsweitenmodulierten Signals PS und des invertierten pulsweitenmodulierten Signals PS/. Der Pulsweitenmodulator PWM berücksichtigt bei der Erzeugung des pulsweitenmodulierten Signals PS eine obere Schaltschwelle TH1 und eine untere Schaltschwelle TH2, wobei der Pulsweitenmodulator einen Low-Pegel des pulsweitenmodulierten Signals PS erzeugt, wenn das Regelsignal Isum ansteigt und kleiner als die obere Schaltschwelle TH1 ist. Es sei angenommen, dass die Ausgangsspannung Vout und damit das Ausgangssignal des Rückkopplungsverstärkers TA3 nur geringen Schwankungen und/oder nur Schwankungen unterworfen sind, die eine wesentlich größere Periodendauer als die pulsweitenmodulierten Signale PS, PS/ besitzen, und dass Iea stets größer als I12 ist. Ein Low-Pegel des pulsweitenmodulierten Signals PS führt dann zu einem Ansteigen des Regelsignals Isum, da bei einem Low-Pegel des pulsweitenmodulierten Signals der erste MOSFET T1 sperrt und der zweite MOSFET T2 leitet, wodurch die Spule L abkommutiert und der Spulenstrom IL abnimmt.

Erreicht das Summensignal die obere Schaltschwelle TH_1 , so wird ein High-Pegel des pulsweitenmodulierten Signals PS erzeugt. Hierdurch wird der erste MOSFET T1 leitend und der zweite MOSFET T2 sperrt, wodurch die Spule L über den ersten MOSFET T1 von Versorgungspotential V_{cc} Strom aufnimmt und der Spulenstrom I_L ansteigt, mit der Folge, dass das Regelsignal I_{sum} absinkt. Erreicht das Regelsignal I_{sum} die untere Schwelle, so nimmt das pulsweitenmodulierte Signal PS wieder einen Low-Pegel an, um dadurch den High-Side-MOSFET T1 zu öffnen und den Low-Side-MOSFET T2 zu schließen und die Spule L abzukommutieren mit der Folge, dass der Spulenstrom I_L abnimmt und das Regelsignal wieder ansteigt.

Insgesamt ergibt sich ein dreieckförmiger Verlauf des Spulenstromes I_L , wie dies in Figur 6d dargestellt ist. Diese Figur 6d zeigt außerdem den von der Ausgangsspannung V_{out} abhängigen Verlauf des Signals I_{ea} , das in dem Beispiel mit dem dreieckförmigen Ausgangsstrom I_{out} geringen, ebenfalls dreieckförmigen, Schwankungen unterliegt.

Der Ausgangskondensator 20 bewirkt eine Mittlung dieses dreieckförmigen Spulenstromes I_L , so dass im eingeschwungenen Zustand der von der Last aufgenommene Strom I_{out} dem Mittelwert $\langle I_L \rangle$ des Spulenstromes I_L entspricht, es gilt also:

$$I_{out} = \langle I_L \rangle \quad (10),$$

wobei $\langle . \rangle$ im Folgenden eine Mittelwertbildung darstellt.

Für den Ausgangsstrom I_{ea} des Rückkopplungsverstärkers TA3 gilt:

$$I_{ea} = G_{mea} \cdot (V_{ref} - V_{fb}) = G_{mea} \cdot \Delta V_{fb} = G_{mea} \cdot (V_{ref} - V_{out} / A_{fb}) \quad (11)$$

wobei G_{mea} die von außen über das Steuersignal CTRL einstellbare Transkonduktanz des Rückkopplungsverstärkers TA3 ist. Die Regelanordnung mit dem Rückkopplungsverstärker TA3, die

insgesamt ein proportionales Regelverhalten besitzt regelt die Ausgangsspannung V_{out} im Leerlauf auf einen Nominalwert V_{out_nom} ein, wobei in diesem Leerlauffall gilt:

$$5 \quad \Delta V_{fb} = (V_{ref} - V_{out_nom} / A_{fb}) = 0, \text{ d.h. } V_{out_nom} = V_{ref} \cdot A_{fb} \quad (12).$$

Für $\Delta V_{fb}=0$ gilt wegen (11) entsprechend, dass der Ausgangsstrom I_{ea} des Verstärkers KA3 Null ist, d. h. $I_{ea}=0$. Für die Ausgangsspannung V_{out} gilt:

10

$$V_{out} = V_{out_nom} - \Delta V_{out} \quad (13),$$

wobei ΔV_{out} eine Abweichung der Ausgangsspannung V_{out} gegenüber dem Nominalwert V_{out_nom} darstellt. Einsetzen von (12)

15

und (13) in (11) und umformen liefert dann:

$$\Delta V_{out} = A_{fb} \cdot \Delta V_{fb} \quad (14).$$

Für die dargestellte Wandlereinheit gilt im eingeschwungenen Zustand weiterhin die Gleichgewichtsbedingung, wonach der Mittelwert des Stromes I_{ea} am Ausgang des Rückkopplungsverstärker TA3 gleich dem Mittelwert des Stromes I_{12} ist, d.h. $\langle I_{ea} \rangle = \langle I_{12} \rangle = A_i \cdot \langle I_L \rangle$. Unter Berücksichtigung dieser Gleichgewichtsbedingung lässt sich unter Verwendung von (11) der Mittelwert des Ausgangsstromes I_L schreiben als:

20

$$I_{out} = \langle I_L \rangle = G_{mea} \cdot \Delta V_{out} / (A_{fb} \cdot A_i) \quad (15).$$

Die Transkonduktanz G_m des in Figur 4 dargestellten Systems lässt sich somit anhand der bekannten Verstärkung des Rückkopplungsverstärkers TA3, der Verstärkung A_{fb} des Rückkopplungsfeiges und des Verstärkungsfaktors A_i , der den Mittelwert des Signals I_{ea} auf den Ausgangsstrom I_{out} abbildet, gemäß

35

$$G_m = G_{mea} / (A_i \cdot A_{fb}) \quad (16),$$

darstellen.

Für diese Transkonduktanz gilt beziehend auf die allgemeinen Ausführungen zu Figur 1:

5

$$G_m = 1/ESR \quad (17),$$

um die gewünschte Reduktion des Gesamtschwankungsbereiches der Ausgangsspannung V_{out} zu erhalten.

10

Zur Einstellung der Transkonduktanz G_m auf diesen gewünschten Wert ist bei der Schaltung gemäß Figur 4 vorgesehen, die Verstärkung bzw. Transkonduktanz G_{mea} des Rückkopplungsverstärkers TA3 angepasst an den Widerstandswert des seriellen äquivalenten Widerstandes ESR von außen über des Steuersignal CTRL einzustellen, das einem durch die Stromquelle I_q gelieferten Strom entspricht. Unter der Annahme, dass die Transkonduktanz dieses Verstärkers einen konstanten Anteil G_{mea0} und einen von dem Steuersignal CTRL abhängigen Anteil besitzt, gilt:

20

$$G_{mea} = G_{mea0} + \alpha \cdot CTRL \quad (18),$$

wobei α eine Konstante ist. Aus (16), (17) und (18) folgt für dieses Steuersignal CTRL

5

$$CTRL = (1/ESR - G_{mea0}/(A_i \cdot A_{fb})) \cdot (A_i \cdot A_{fb}/\alpha) \quad (19),$$

um die geforderte Bedingung zu erfüllen, dass die Transkonduktanz der Wandlereinheit 10 umgekehrt proportional zu dem Wert des äquivalenten seriellen Widerstandes ist.

30

Die Wandlereinheit 10 umfasst vorzugsweise eine integrierte Schaltung IC, in der alle der erläuterten Komponenten mit Ausnahme der Spule L, des Spannungsteilers R1, R2, der das Referenzsignal V_{ref} liefernden Spannungsquelle und der das einstellbare Stromsignal CTRL liefernden Stromquelle I_q in-

35

tegriert sind. Diese Komponenten sind an Anschlussklemmen A1, A2, A3, A4 der integrierten Schaltung IC angeschlossen.

Der wesentliche Aspekt der vorliegenden Erfindung besteht darin, die Verstärkung bzw. die Transkonduktanz der Wandler-
einheit 10 über die Verstärkung des Rückkopplungsverstärkers mittels eines externen Signals CTRL so einzustellen, dass diese Transkonduktanz umgekehrt proportional zu dem Kehrwert des äquivalenten seriellen Widerstandes ESR ist.

10

Die Wandlereinheit ist nicht auf die konkrete Ausgestaltung in Figur 5 beschränkt, bei der ein Pulsweitenmodulator mit einer Schalthysterese vorhanden ist, dem ein von dem Differenzsignal I_{ea} und dem Spulenstrom I_L abhängiges Regelsignal
zugeführt ist.

15

So besteht auch die Möglichkeit anstelle des Pulsweitenmodulators PWM mit Schalthysterese einen hinlänglich bekannten Pulsweitenmodulator vorzusehen, der intern ein Sägezahnsignal erzeugt und der dieses Sägezahnsignal zur Erzeugung der pulsweitenmodulierten Signale mit dem Regelsignal I_{sum} vergleicht, wobei die Impulse des pulsweitenmodulierten Signals im Takt des Sägezahnsignals beginnen, und jeweils dann enden, wenn das Sägezahnsignal des Regelsignal I_{sum} erreicht.

20

5

Patentansprüche

1. Spannungsregler, der folgende Merkmale aufweist:

- 5 - eine Ausgangsklemme (AK) zum Bereitstellen einer Ausgangsspannung und Anschließen einer Last,
- einen an die Ausgangsklemme angeschlossenen Ausgangskondensator (20) mit einem äquivalenten seriellen Widerstand (ESR),
- 10 - eine Wandlereinheit (10) mit Versorgungsspannungsklemmen zum Anlegen einer Versorgungsspannung (V_{cc}), einem an die Ausgangsklemme (AK) gekoppelten Ausgang, einem Rückkopplungssignaleingang zum Zuführen eines von der Ausgangsspannung abhängigen Rückkopplungssignal (V_{fb}), einem Referenzsignaleingang zum Zuführen eines Referenzsignals (V_{ref}) und einer Vergleichereinheit (TA3), die aus dem Referenzsignal (V_{ref}) und dem Rückkopplungssignals (V_{fb}) ein Differenzsignal (I_{ea}) bereitstellt,

20

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, dass

25

die Wandlereinheit (10) einen Ausgangsstrom (I_{out}) bereitstellt, dessen Mittelwert proportional ist zu dem Differenzsignal (I_{ea}) wobei der Proportionalitätsfaktor zwischen dieser Differenz und dem Ausgangsstrom (I_{out}) mittels eines Steuersignals an einem Steuereingang der Wandlereinheit (10) derart eingestellt ist, dass er proportional zu dem Kehrwert des seriellen äquivalenten Widerstandes (ESR) des Ausgangskondensators ist.

30

2. Spannungsregler nach Anspruch 1, bei dem die Wandlereinheit folgende weitere Merkmale aufweist:

- 35 - einen Schaltwandler (T_1 , T_2 , L) mit einer Induktivität (L) und einer Schalteinheit (T_1 , T_2) zum getakteten Anschließen

der Induktivität an die Versorgungsspannung (V_{CC}) nach Maßgabe eines pulsweitenmodulierten Signals (PS),

- einen Pulsweitenmodulator (PWM), der das pulsweitenmodulierte Signal (PS) nach Maßgabe eines von dem Differenzsignal (I_{ea}) abhängigen Regelsignals (I_{sum}) bereitstellt.

3. Spannungsregler nach Anspruch 2, bei dem das Regelsignal (I_{sum}) von dem Differenzsignal (I_{ea}) und einem von dem Ausgangsstrom abhängigen Signal (I_{l2}) abhängig ist.

4. Spannungsregler nach Anspruch 3, bei dem das Regelsignal (I_{sum}) von einer Differenz zwischen dem Differenzsignal (I_{ea}) und dem von dem Ausgangsstrom abhängigen Signal (I_{l2}) abhängig ist.

5. Spannungsregler nach einem der Ansprüche 2 bis 4, bei dem der Pulsweitenmodulator eine Vergleichereinheit mit Schalthysterese aufweist, der das Regelsignal (I_{sum}) zugeführt ist und die abhängig von einem Vergleich des Regelsignals (I_{sum}) mit einem ersten und zweiten Schwellenwert ($TH1$, $TH2$) das pulsweitenmodulierte Signal (PS) bereitstellt.

6. Spannungsregler nach einem der vorangehenden Ansprüche, bei dem die Vergleichereinheit ($TA3$) einen Steuereingang zur Zuführung eines den Verstärkungsfaktor einstellenden Steuersignals (CTRL) aufweist.

Zusammenfassung

Spannungsregler mit einstellbarer Ausgangsimpedanz

5

Die Erfindung betrifft einen Spannungsregler, der eine Ausgangsklemme (AK) zum Bereitstellen einer Ausgangsspannung und Anschließen einer Last, einen an die Ausgangsklemme angeschlossenen Ausgangskondensator (20) mit einem äquivalenten seriellen Widerstand (ESR) und eine Wandlereinheit (10) mit Versorgungsspannungsklemmen zum Anlegen einer Versorgungsspannung (V_{cc}), einem an die Ausgangsklemme (AK) gekoppelten Ausgang, einem Rückkopplungssignaleingang zum Zuführen eines von der Ausgangsspannung abhängigen Rückkopplungssignal (V_{fb}), einem Referenzsignaleingang zum Zuführen eines Referenzsignals (V_{ref}) und einer Vergleichereinheit (TA3), die aus dem Referenzsignal (V_{ref}) und dem Rückkopplungssignals (V_{fb}) ein Differenzsignal (I_{ea}) bereitstellt, aufweist, wobei die Wandlereinheit (10) einen Ausgangsstrom (I_{out}) bereitstellt, dessen Mittelwert proportional ist zu dem Differenzsignal (I_{ea}) wobei der Proportionalitätsfaktor zwischen dieser Differenz und dem Ausgangsstrom (I_{out}) mittels eines Steuersignals an einem Steuereingang der Wandlereinheit (10) derart eingestellt ist, dass er proportional zu dem Kehrwert des seriellen äquivalenten Widerstandes (ESR) des Ausgangskondensators ist.

Figur 5

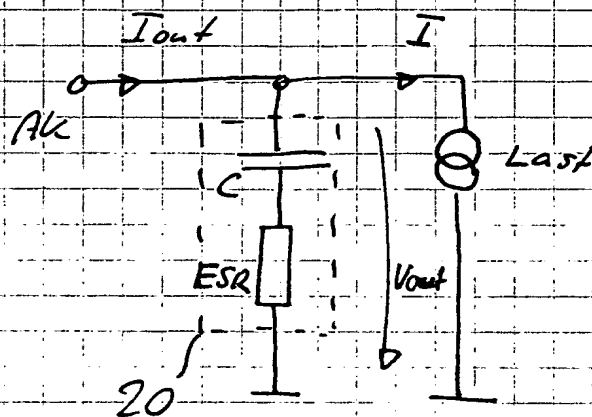


FIG 1

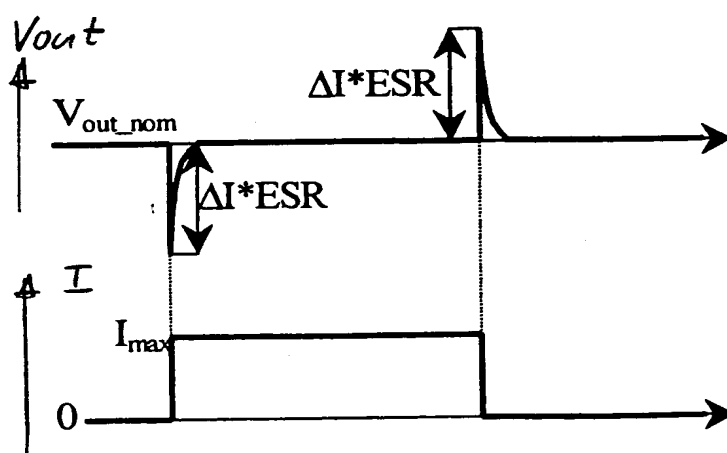


FIG 2

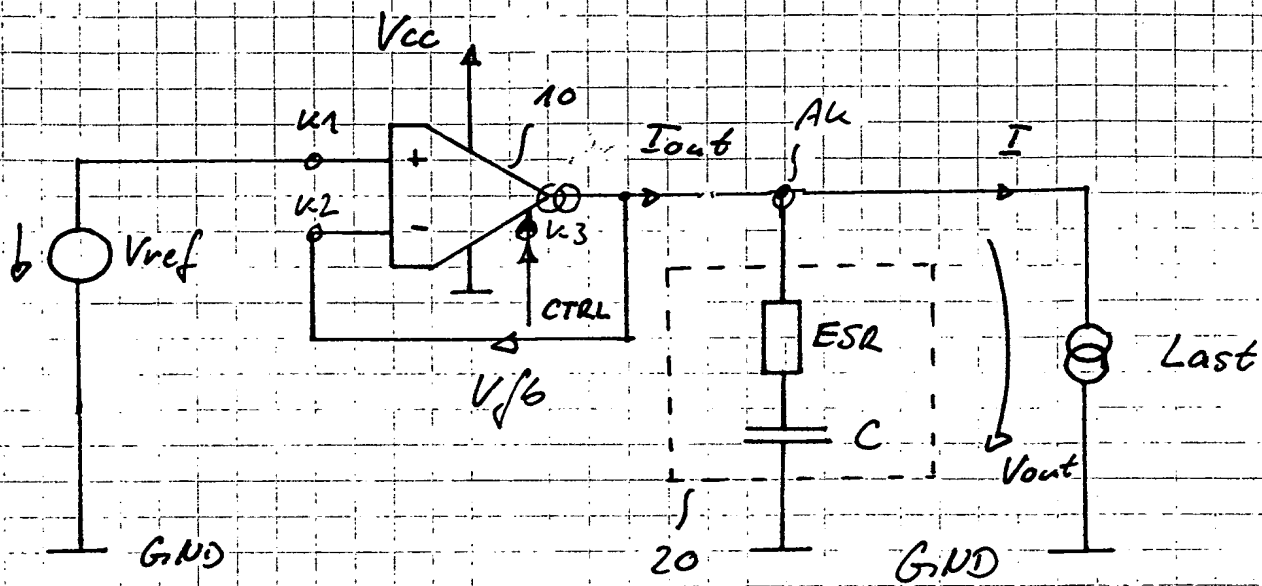


FIG 3

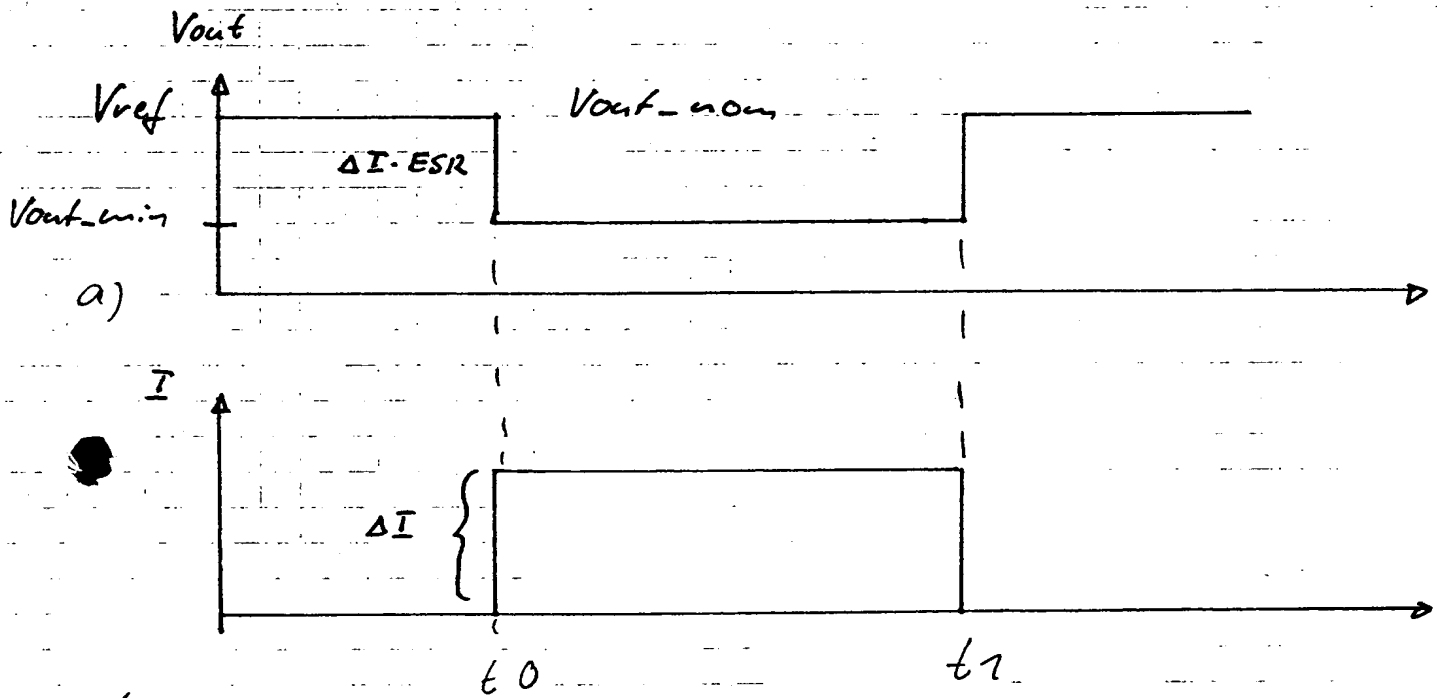


FIG 4

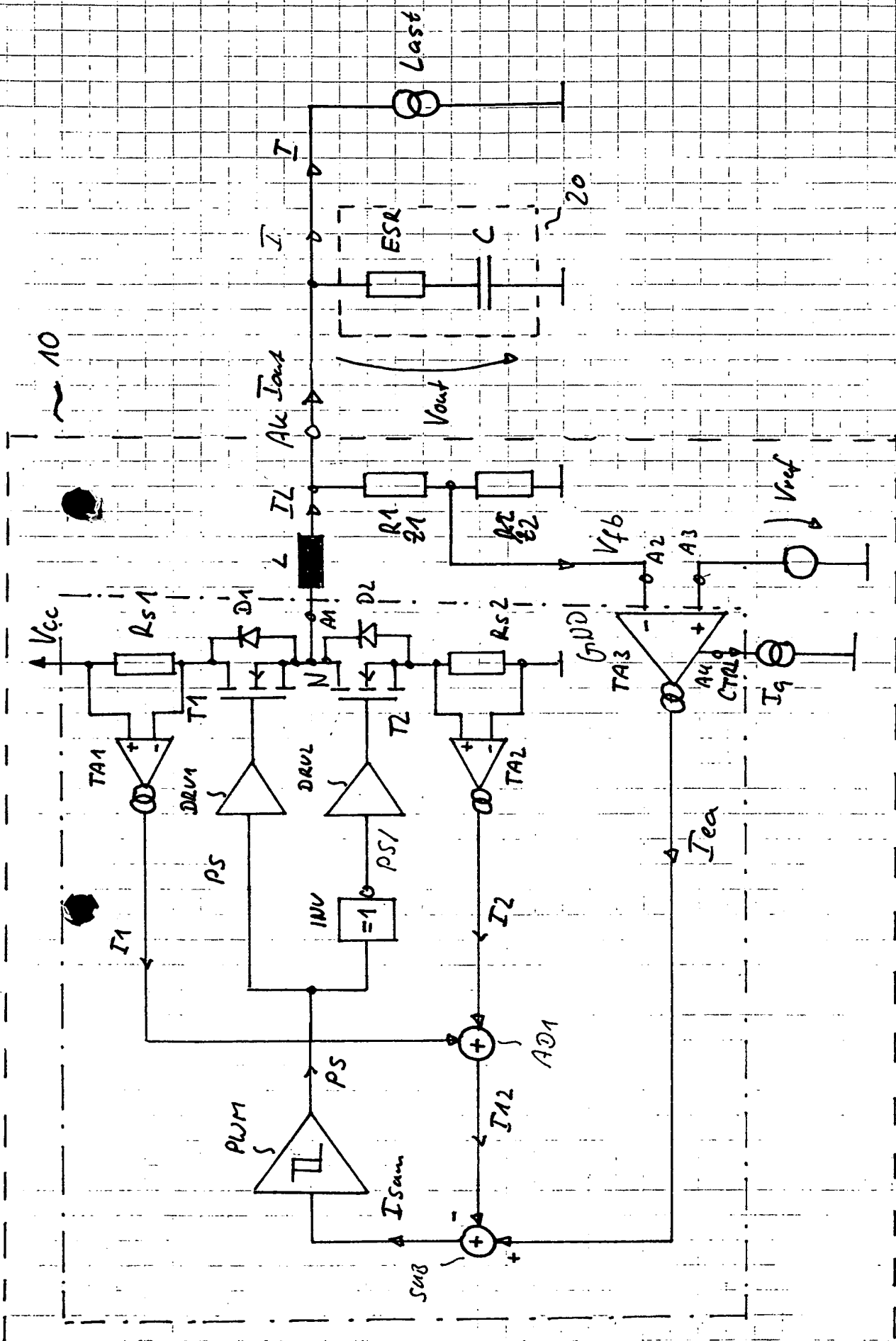


FIG 5

4/14

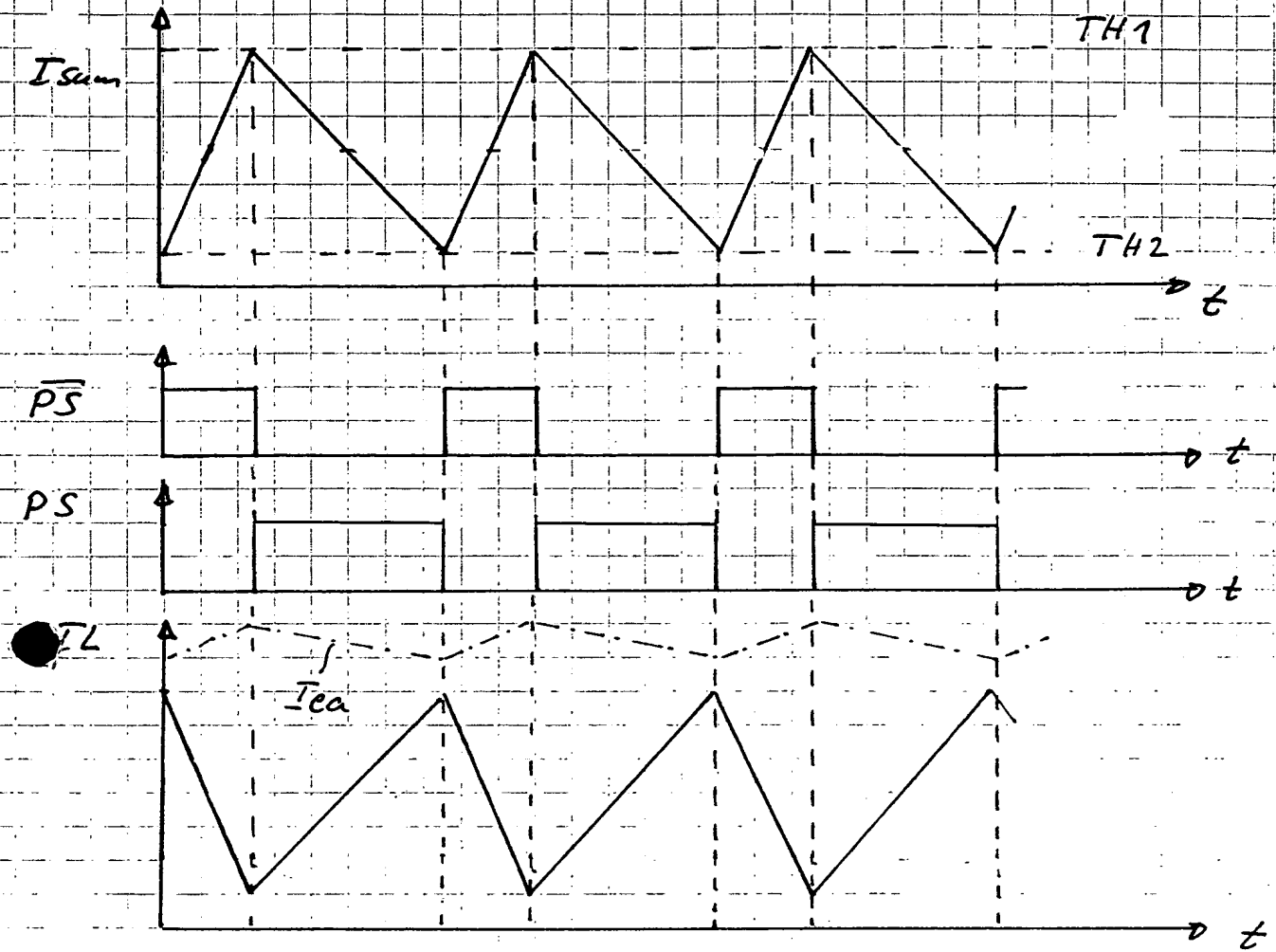


FIG 6